

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-097798

(43)Date of publication of application : 12.04.1996

(51)Int.Cl.

H04J 11/00
H04L 27/34

(21)Application number : 06-229126

(71)Applicant : NIPPON COLUMBIA CO LTD

(22)Date of filing : 26.09.1994

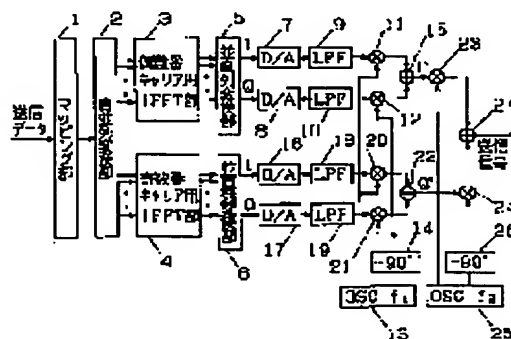
(72)Inventor : SAKAMOTO TADAHICO

(54) OFDM MODULATOR AND OFDM DEMODULATOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce multi-path disturbance without insertion of a guard interval in the OFDM modulation system.

CONSTITUTION: A mapping section 1 forms complex data from transmission data. The complex data are distributed into two series and allocated to each of even numbered orthogonal carrier and odd numbered orthogonal carrier and given to an even numbered carrier IFFT section 3 and an odd numbered carrier IFFT section 4, in which the data are subjected to inverse high speed Fourier transformation in the unit of OFDM symbol and converted into complex data on time base. The complex data on time base with an even numbered carrier subjected to digital modulation are formed into a waveform in which a first half waveform for an OFDM symbol period is excluded and the same waveform as the last half waveform is interpolated to the first half waveform in the demodulator. The complex data on time base of an odd numbered carrier subjected to digital modulation are formed into a waveform in which a first half waveform for an OFDM symbol period is excluded and the same waveform as the last half waveform is inverted and interpolated to the first half waveform in the demodulator.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 29.02.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3186464

[Date of registration] 11.05.2001

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-97798

(43) 公開日 平成8年(1996)4月12日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 J 11/00

H 0 4 L 27/34

識別記号

Z

庁内整理番号

9297-5K

F I

H 0 4 L 27/ 00

技術表示箇所

E

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平6-229126

(22) 出願日 平成6年(1994)9月26日

(71) 出願人 000004167

日本コロムビア株式会社

東京都港区赤坂4丁目14番14号

(72) 発明者 坂本 忠彦

神奈川県川崎市川崎区港町5番1号 日本

コロムビア株式会社川崎工場内

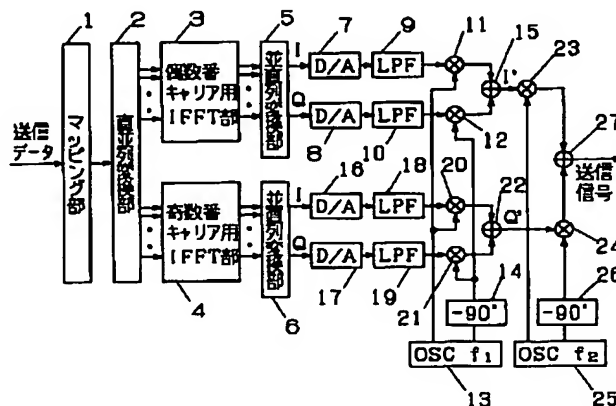
(74) 代理人 弁理士 石井 康夫 (外1名)

(54) 【発明の名称】 OFDM変調器及びOFDM復調器

(57) 【要約】

【目的】 OFDM変調方式において、ガードインターバルを挿入せずに、マルチパス妨害を低減できる変調器及び復調器を提供することを目的とする。

【構成】 マッピング部1において、送信データから複素データが形成される。この複素データは、2系列に分割され、偶数番直交キャリア、奇数番直交キャリアの各々に割り当てられ、それぞれ、偶数番キャリア用IFFT部3、奇数番キャリア用IFFT部4に入力され、OFDMシンボル単位で逆高速フーリエ変換され、時間軸上の複素データに変換される。復調器において、デジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データは、OFDMシンボル期間における前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間した波形にされる。デジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データは、前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間した波形にされる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて直交変調する2つの直交変調器を有することを特徴とするOFDM変調器。

【請求項2】 複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ直交復調するための2つの直交復調器と、該直交復調器の一方によって得られるデジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部と、前記直交復調器の他方によって得られるデジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有することを特徴とするOFDM復調器。

【請求項3】 複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて第1の周波数のキャリアを直交変調する2つの第1直交変調器と、該2つの第1直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調する第2直交変調器を備えたことを特徴とするOFDM変調器。

【請求項4】 複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、受信信号を第2の周波数のキャリアにて直交復調するための第2の直交復調器と、該第2の直交復調器によって得られる偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ第1の周波数のキャリアにて直交復調する2つの第1の直交復調器と、該第1の直交復調器の一方によって得られるデジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部と、前記第2の直交復調器の他方によって得られるデジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有することを特徴とするOFDM復調器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は複数の直交キャリアを複素データでデジタル変調するOFDM変調方式における、OFDM変調器及びOFDM復調器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 送信すべきデータを複数の系列に分割し、分割された個々のデータ系列により複数の直交キャリアをそれぞれデジタル変調する直交周波数分割多重方式(Orthogonal Frequency Division Multiplexing、以下、「OFDM」という。)が知られている。この変調方式は、矩形の周波数スペクトルであるから周波数利用効率が良く、また、1シンボル時間が長いからマルチパス妨害に強い。このような特長を有するため、デジタル地上波放送やデジタル移動体通信への利用が検討されている。

【0003】 図7は、従来のOFDM変調器を説明する説明図である。図中、80はマッピング部、81は直並列変換部、82はIFFT部、83は並直列変換部、84、85はD/A変換部、86、87はLPF部、88、89は乗算部、90は発振部、91は移相部、92は加算部である。個々の直交キャリアを変調するためのデジタル変調方式としては、任意のものでよいが、この従来例は、一般に採用されているQPSKや16QA

M等の直交変調方式を用いる例を示す。原理的には、ディジタル変調方式に代えてアナログ変調方式を用いることもできる。

【0004】送信データはマッピング部80に入力され、ディジタル変調のための直交キャリアに対する振幅と相対位相とを規定する同相軸(i)データと直交軸(q)データとからなる複素データが形成される。この複素データは、直並列変換部81において、OFDMを構成する直交キャリアの数に等しい数の複素データの集合(以下、「OFDMシンボル」という。)に変換される。OFDMシンボルを構成する各複素データは、複数の直交キャリアに個別に割り当てられる。このOFDMシンボルは、逆高速フーリエ変換部であるIFFT部82に入力される。IFFT部82は、個々の直交キャリアの振幅および位相が対応する複素データによりディジタル変調されて得られる波形信号を出力する。その際、この波形信号を時間軸上の複素データの形式で出力する。この時間軸上の複素データとは、ディジタル変調されて得られる波形データの同相成分の波形(以下、「I信号」という。)と直交成分の波形(以下、「Q信号」という。)を表わすものである。IFFT部82から出力される時間軸上の複素データは、時間軸上の複数時点ごとのデータとして並列に出力されるが、並直列変換部83により変換されて、直列形式の時間軸上の複素データ、I信号、Q信号となる。

【0005】I信号、Q信号は、それぞれ、D/A変換部84、85により、アナログ信号に変換され、ローパスフィルタであるLPF部86、87を介して、乗算部88、89に入力される。I信号の系列は、乗算部88において発振部90の出力と乗算され、Q信号の系列は、乗算部89において移相部91により発振部90の出力が-90度移相されたものと乗算される。各乗算された出力は、加算部92において加算され、OFDMによる送信信号が出力される。なお、発振部90は、無線周波数帯、または、中間周波数帯の周波数f1のキャリアを発生するものである。

【0006】図7に示されるOFDM変調器の動作の一例を、QPSKを用いて直交キャリアをディジタル変調する場合について説明する。

【0007】図8は、QPSK変調方式のシンボルマッピングを説明する説明図である。図中、43はシンボルの第1の座標点、44は、シンボルの第2の座標点、45はシンボルの第3の座標点、46はシンボルの第4の座標点である。横軸はキャリアの位相と同相の同相軸、縦軸はキャリアの位相と直交する位相の直交軸を表わす。QPSKを用いた場合の複素データを、以下、QPSKシンボル Q_k という。マッピング部80においては、送信データ S_k に対応して、半径1の単位円上の4つのシンボルの座標を表わすQPSKシンボル Q_k が出力される。例えば、直列形式の送信データは、2ビット

づつ(S_k, S_{k+1})に区切られ、 S_k がQPSKシンボル Q_k の同相軸(i)の座標に対応し、 S_{k+1} がQPSKシンボル Q_k の直交軸(q)の座標に対応する。その結果、送信データ(0, 0)、(0, 1)、(1, 0)、(1, 1)に対応して、それぞれ、シンボルの第1の座標点43、第2の座標点44、第3の座標点45、第4の座標点46を表わすQPSKシンボル Q_k が出力される。QPSKシンボル Q_k は、次式で表わされる。

$$Q_k = (1/\sqrt{2}) [(1-2S_k) + (1-2S_{k+1})j]$$

そして、200のシリアルなQPSKシンボル $Q_k = (Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{199})$ は、直並列変換部81によって200の並列なQPSKシンボル、 $Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{199}$ に変換され、1つのOFDMシンボルとなる。

【0008】IFFT部82のブロックは、逆DFT、すなわち、逆ディジタルフーリエ変換をするものであればよいが、通常、IFFT、すなわち、逆高速フーリエ変換が使用される。直交キャリア信号の数を200とするとき、この値以上で2のべき乗となる256の値をポイント数とする逆高速フーリエ変換を実行する。この説明例では、256ポイント中200ポイントにQPSKシンボル Q_k を割り当て、残りの56ポイントに対応するQPSKシンボルは0とし、これに対応する直交キャリアを送信しない。なお、一般的には、同期用のQPSKシンボル等も加えられる。

【0009】図9は、従来の直交キャリアの周波数軸上の配置を説明する説明図である。図中、104は複数の直交キャリア信号、105は中心周波数、106は周波数間隔、107は各キャリア信号に対応するQPSKシンボル Q_k である。図面の横軸は周波数、縦軸は振幅レベルを表す。 T_s は、OFDMシンボルの送信間隔、すなわちOFDMシンボル周期である。直交キャリア信号104は、中心周波数105を中心としてその左右に等間隔 $1/T_s$ の周波数間隔106で $-100/T_s$ から $100/T_s$ まで配置されている。この例では、直交キャリア信号104の数が200であり、各直交キャリア信号104に対応して複素データであるQPSKシンボル Q_k 107は、 Q_0 から Q_{199} までが割り当てられている。各直交キャリアがQPSKシンボル Q_k 107によりディジタル変調されたときの周波数スペクトルは、いわゆる $\sin x/x$ 型のカーブとなり、隣接直交キャリアの周波数点において0となり、各直交キャリア104の変調信号は、互いに干渉を受けずに復調される。

【0010】図10は、従来のガードインターバルを説明する説明図である。図中、108は、1つのOFDMシンボル Q_k に対応する送信波形、109は有効シンボル期間、110は有効シンボル期間の後部、111はガ

ードインターバルである。1つのOFDMシンボル Q_k に対応する送信波形の有効シンボル期間109の後部の約20%の部分110と同じものが、ダミー信号として有効シンボル期間109に先行するガードインターバル111に挿入されるように時分割多重される。なお、この時分割多重は、IFFT82での処理後の並直列変換部83で行なわれる。伝送路におけるマルチパス妨害により、受信時に遅れて到来する信号がこのガードインターバル期間111に到来するようにガードインターバルを設定し、復調は、後述するように、このガードインターバル期間111を除く有効シンボル期間109について実行する。

【0011】図11は、従来のOFDM復調器を説明する説明図である。図中、120は乗算部、121は乗算部、122は発振部、123は移相部、124はLPF部、125はA/D変換部、126は直並列変換部、127はLPF部、128はA/D変換部、129はFFT部、130は並直列変換部、131は逆マッピング部である。OFDMの受信信号は、乗算部120および乗算部121に入力され、乗算部120において発振部122の出力と乗算され、乗算部121において移相部123により発振部の出力が -90° 度移相されたものと乗算される。乗算部120の出力は、ローパスフィルタであるLPF部124とA/D変換部125を介し、I信号として直並列変換部126に入力される。乗算部121の出力は、LPF部127とA/D変換部128を介し、Q信号として直並列変換部126に入力される。直並列変換部126の出力は、FFT部129に入力され、高速フーリエ変換を施されて並直列変換部130に入力され、直列信号となって逆マッピング部131に入力され受信データが得られる。FFT部129のブロックは、DFT、すなわち、デジタルフーリエ変換をするものであればよいが、通常、FFT、すなわち、高速フーリエ変換が使用される。

【0012】図11に示される従来のOFDM復調器の動作の一例を、直交キャリアをQPSKでデジタル変調する場合について説明する。復調は、ほぼ変調時の逆工程となる。受信信号は乗算部120、121において、周波数 f_1 にて直交復調され直列形式の時間軸上の複素信号に分離される。これらはLPF部124、127およびA/D変換部125、128を介し、時間軸上の複素データ、I信号とQ信号になる。このI信号とQ信号とは、直並列変換部126において並列化され、FFT処理部129において、256ポイントのFFT処理が施され周波数軸上の複素データへ変換され、OFDMシンボルとなる。このOFDMシンボルは、同相軸(i)データと直交軸(q)データとからなる複素データであるQPSKシンボル Q_k の集合となる。その際、OFDMシンボル内のガードインターバル111の部分を無視して、残りの256ポイントをFFT処理する。

OFDMシンボルを構成する複素データ Q_0, Q_1, \dots, Q_{199} は、並直列変換部130において直列形式の複素データに変換され、逆マッピング部131において元の送信データと同じ受信データが得られる。

【0013】しかし、ガードインターバル111が挿入される結果、有効なOFDMシンボル期間109が時間軸圧縮されることになるから、周波数軸上の直交キャリア間隔が広がり、周波数の利用効率が低下する。また、周波数軸上における各キャリアの直交性が崩れることになるから、デジタル変調された直交キャリアが互いに干渉を受けることになる。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上述した事情に鑑みてなされたもので、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式において、ガードインターバルを有効シンボル期間の間に挿入せずに、マルチパス妨害を低減できる変調器及び復調器を提供することを目的とするものである。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明は、請求項1に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて直交変調する2つの直交変調器を有することを特徴とするものである。

【0016】請求項2に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ直交復調するための2つの直交復調器と、該直交復調器の一方によって得られるデジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部と、前記直交復調器の他方によって得られるデジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換す

る奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有することを特徴とするものである。

【0017】請求項3に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆FFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆FFT処理部および奇数番キャリア用逆FFT処理部と、前記それぞれの逆FFT処理部の出力にて第1の周波数のキャリアを直交変調する2つの第1直交変調器と、該2つの第1直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調する第2直交変調器を備えたことを特徴とするものである。

【0018】請求項4に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複素データ系列にてデジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、受信信号を第2の周波数のキャリアにて直交復調するための第2の直交復調器と、該第2の直交復調器によって得られる偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ第1の周波数のキャリアにて直交復調する2つの第1の直交復調器と、該第1の直交復調器の一方によって得られるデジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部と、前記第2の直交復調器の他方によって得られるデジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有することを特徴とするものである。

【0019】

【作用】OFDM変調器においては、変調された偶数番目の直交キャリアと変調された奇数番目の直交キャリアを独立して送信する。OFDM復調器においては、マルチパス妨害により先行する有効シンボル期間から遅延し

て到達する波が含まれるOFDMシンボルの先頭より50%の期間を復調に用いない。変調された偶数番目の直交キャリアと変調された奇数番目の直交キャリアとは、1シンボル内においてそれぞれ固有の対称性を有することから、変調された偶数番目の直交キャリアについては、後半の50%と同じものを前半に補間して復調する。変調された奇数番目のキャリアについては、後半の50%と同じものを極性を反転させて前半に補間して復調する。マルチパス妨害を受けている前半の期間を復調に用いないから、マルチパス妨害を低減できるとともに、送信側においてガードインタバルが挿入されないから、周波数利用効率を高めることができるとともに、各キャリアは完全な直交関係となるから、各変調された直交キャリア相互の干渉が少なくなる。

【0020】

【実施例】図1は、本発明のOFDM変調器の一実施例を説明する説明図である。図中、1はマッピング部、2は直並列変換部、3は偶数番キャリア用IFFT部、4は奇数番キャリア用IFFT部、5、6は並直列変換部、7、8はD/A変換部、9、10はLPF部、11、12は乗算部、13は第1の発振部、14は第1の移相部、15は加算部、16、17はD/A変換部、18、19はLPF部、20、21は乗算部、22は加算部、23、24は乗算部、25は第2の発振部、26は第2の移相部、27は加算部である。個々の直交キャリアを変調するためのデジタル変調方式としては、任意のものでよいが、この実施例は、QPSKや16QAM等の直交変調方式を用いる例を示す。原理的には、デジタル変調方式に代えてアナログ変調方式を用いることもできる。

【0021】送信データは、マッピング部1に入力され、マッピングされて、複素データが形成される。この複素データは、直並列変換部2において、OFDMシンボルに変換される。しかし、従来技術とは異なり、複素データは、OFDM偶数シンボル、OFDM奇数シンボルの2つに分割されて分配される。OFDM偶数シンボルは、偶数番直交キャリアの各々に割り当てられ、OFDM奇数シンボルは、奇数番直交キャリアの各々に割り当てられる。一般に、OFDMシンボルを構成する複素データの総数よりも直交キャリアの総数の方を多くするから、複素データが割り当てられない残りの直交キャリアに対しては、複素数0が割り当てられる。OFDM偶数シンボルは、偶数番キャリア用IFFT部3に入力され、OFDM奇数シンボルは、奇数番キャリア用IFFT部4に入力され、各キャリアに割り当てられた複素数は、それぞれOFDMシンボル単位で逆高速フーリエ変換され、時間軸上の複素データに変換される。偶数番キャリア用IFFT部3の出力は、並直列変換部5に入力され、直列形式の時間軸上の複素データであるI信号、Q信号となる。同様に、奇数番キャリア用IFFT部4

の出力は、並直列変換部6に入力され、直列形式の時間軸上の複素データであるI信号、Q信号となる。並直列変換部5の出力であるI信号とQ信号とは、それぞれD/A変換部7、8によりアナログ波形に変換され、ローパスフィルタであるLPF部9、10を介して、乗算部11、12に入力される。I信号の系列は、乗算部11において、周波数 f_1 の第1の発振部13の出力と乗算され、Q信号の系列は、乗算部12において、第1の移相部14により第1の発振部13の出力が -90° 度移相されたものと乗算される。各乗算された出力は、加算部15において加算され、 I' 信号となる。

【0022】同様に、並直列変換部6の出力であるI信号とQ信号とは、それぞれD/A変換部16、17によりアナログ波形に変換され、ローパスフィルタLPF18、19を介して、乗算部20、21に入力される。I信号の系列は、乗算部20において、周波数 f_1 の第1の発振部13の出力と乗算され、Q信号の系列は、乗算部21において、第1の移相部14により第1の発振部13の出力が -90° 度移相されたものと乗算される。各乗算された出力は、加算部22において加算され、 Q' 信号となる。 I' 信号は、乗算部23に入力され、周波数 f_2 の第2の発振部25の出力と乗算され、 Q' 信号は、乗算部24に入力され、第2の移相部26により周波数 f_2 の第2の発振部25の出力が -90° 度移相されたものと乗算される。乗算部23の出力と乗算部24の出力とは、加算部27において加算され送信信号となる。なお、本発明のOFDM変調器においては、ガードインターバルは挿入されない。

【0023】図1に示されるOFDM変調器の動作の一例を、QPSKを用いて直交キャリアをデジタル変調する場合について説明する。シンボルマッピングについては、図8で説明した従来技術の場合と同様である。送信データが、マッピング部1に入力され、200のシリアルなQPSKシンボル $Q_k = (Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{199})$ に変換され、直並列変換部2によって200の並列なQPSKシンボル、 $Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{199}$ からなる1つのOFDMシンボルに変換される。この際、1つのOFDMシンボルは2つの集合に分割される。ここでは、偶数番目のQPSKシンボル $Q_{kE} = (Q_0, Q_2, Q_4, \dots, Q_{198})$ からなるOFDM偶数シンボル、奇数番目のQPSKシンボル $Q_{kO} = (Q_1, Q_3, Q_5, \dots, Q_{199})$ からなるOFDM奇数シンボルの2つにグループ分けられる。さらにOFDM偶数シンボルは、送信する200のキャリアの偶数番目のキャリア(DCを除く最低周波数 $1/T_s$ の偶数倍のキャリア)に割り当てられ、OFDM奇数シンボルを、奇数番目のキャリア(DCを除く最低周波数 $1/T_s$ の奇数倍のキャリア)に割り当てられる。

【0024】図2は、OFDM偶数シンボルが割り当てられる直交キャリアの配置を説明する説明図である。図

中、30は複数のキャリア信号、31は中心周波数、32は周波数間隔、33は各キャリア信号に対応するQPSKシンボル Q_k である。図面の横軸は周波数、縦軸は振幅レベルを表わす。 T_s は、OFDMシンボルの送信間隔、すなわちOFDMシンボル周期である。直交キャリア信号30は、中心周波数31を中心としてその左右に等間隔 $2/T_s$ の周波数間隔32で $-100/T_s$ から $100/T_s$ まで配置されている。この例では、直交キャリア信号30の数が100であり、各キャリア信号30に対応してQPSKシンボル Q_k 33は、 Q_0 から Q_{198} までが割り当てられる。各直交キャリアは、従来技術と同様にQPSKシンボル Q_k によりデジタル変調されており、各直交キャリアがデジタル変調されたときの周波数スペクトルは、いわゆる $\sin x/x$ 型のカーブとなり、隣接キャリアの周波数点との中間点、および、隣接キャリアの周波数点において0となる。

【0025】図3は、OFDM奇数シンボルが割り当てられる直交キャリアの配置を説明する説明図である。図中、34は複数のキャリア信号、35は中心周波数、36は周波数間隔、37は各キャリア信号に対応するQPSKシンボル Q_k である。図面の横軸は周波数軸、縦軸は振幅レベルを表す。 T_s は、OFDMシンボルの送信間隔、すなわちOFDMシンボル周期である。キャリア信号70は、中心周波数35を中心としてその左右に $\pm 1/T_s$ から間隔 $2/T_s$ の周波数間隔36で $-99/T_s$ から $99/T_s$ まで配置されている。この例では、キャリア信号34の数が100であり、各キャリア信号34に対応してQPSKシンボル Q_k 37は、 Q_1 から Q_{199} までが割り当てられている。各直交キャリアは、従来技術と同様に複素データによりデジタル変調されており、各直交キャリアがデジタル変調されたときの周波数スペクトルは、いわゆる $\sin x/x$ 型のカーブとなり、隣接キャリアの周波数点との中間点、および、隣接キャリアの周波数点において0となる。

【0026】偶数番キャリア用IFFT部3のブロックは、逆DFT、すなわち、逆デジタルフーリエ変換をするものであればよいが、この一実施例では、IFFT、すなわち、逆高速フーリエ変換が使用される。直交キャリア信号の総数を200とすると、この値以上で2のべき乗となる256の値をポイント数とする逆高速フーリエ変換が実行される。この一実施例では、256ポイント中100ポイントにOFDM偶数シンボルを割り当て、残りのポイントに対応するQPSKシンボルは0とし、これに対応する直交キャリアを送信しない。なお、同期用の偶数番目のQPSKシンボル等を加え、これにより対応する直交キャリアをQPSK変調してもよい。

【0027】OFDM偶数シンボルは、偶数番キャリア用IFFT3において256ポイントで逆高速フーリエ変換処理され、時間軸における256ポイントの複素デ

ータに変換され、並直列変換部5によって時間軸上に並べられて、直列形式で出力される。すなわち、OFDM偶数シンボルによってQPSK変調された偶数番直交キャリアの時間軸上での和（以下、「OFDM複素偶数データ」という。）を、実数部のI信号、虚数部のQ信号別に出力される。例えば、OFDM偶数シンボルを構成するQPSKシンボル $Q_{kE} = (Q_0, Q_2, Q_4, \dots, Q_{198})$ の時間軸上の波形 $x_E(t)$ は、次式で表わされる。

$$x_E(t) = \sum_{k=-100}^{100} Q_{k+100} \cdot \exp(j 2 \pi k t / T_s)$$

ただし、kは、-100, -98, -4, -2, 2, 4, ..., 98, 100である。

【0028】OFDM複素偶数データのI信号、Q信号の各系列は、乗算部11, 12、加算部15からなる変調器において、周波数f1のキャリアにより直交変調される。

【0029】奇数番キャリア用IFFT部4のブロックについても同様に、逆DFTをするものであればよいが、この一実施例では、IFFTが使用され、256をポイントの逆高速フーリエ変換が実行される。この一実施例では、256ポイント中100ポイントにOFDM偶数シンボルを割り当て、残りのポイントに対応するQPSKシンボルは0とし、これに対応する直交キャリアを送信しない。なお、同期用の奇数番目のQPSKシンボル等を加え、これにより対応する直交キャリアをQPSK変調してもよい。

【0030】OFDM奇数シンボルは、奇数番キャリア用IFFT4において256ポイントで逆高速フーリエ変換処理され、時間軸における256ポイントの複素データに変換され、並直列変換部6によって時間軸上に並べられて、直列形式で出力される。すなわち、OFDM奇数シンボルによってQPSK変調された奇数番直交キャリアの時間軸上での和（以下、「OFDM複素奇数データ」という。）を、実数部のI信号、虚数部のQ信号別に発生している。例えば、OFDM奇数シンボルを構成するQPSKシンボル $Q_{kO} = (Q_1, Q_3, Q_5, \dots, Q_{199})$ の時間軸上の波形 $x(t)$ は、次式で表される。

$$x_O(t) = \sum_{k=-99}^{99} Q_{k+100} \cdot \exp(j 2 \pi k t / T_s)$$

ただし、kは、-99, -97, ..., -3, -1, 1, 3, ..., 97, 99である。

【0031】OFDM複素奇数データのI信号、Q信号の各系列は、乗算部20, 21、加算部22からなる変調器において、周波数f1のキャリアにより直交変調される。I'信号、Q'信号は、さらに、乗算部23, 24、加算部27からなる変調器において、周波数f2のキャリアにて直交変調される。

【0032】以上の一実施例においては、I'信号、

Q'信号は、乗算部23, 24、加算部27からなる変調器において、2段階目の直交変調が施される。しかし、I'信号とQ'信号とを独立して送信すれば、受信側において、後述するような復調が可能となるものであるから、この2段階目の直交変調は独立して送信するための一具体例にすぎない。2つの信号を独立して送信する方法は、多重伝送方式として種々の方式があるから、任意の多重伝送方式を採用して、I'信号とQ'信号とを独立して送信することができる。ガードインターバルは、挿入されていないので各キャリアは完全な直交関係となっている。

【0033】なお、各変調器は、アナログ回路を採用したが、デジタル信号処理によって実現されるものでもよい。例えば、すべての変調器をデジタル信号処理によって実現する場合には、D/A変換部7, 8, 16, 17が省略され、デジタル信号処理の最後にD/A変換されて送信信号が出力される。

【0034】図4は、本発明のOFDM復調器の一実施例を説明する説明図である。図中、40, 41は乗算部、42は第2の発振部、43は第2の移相部、44, 45は乗算部、46は第1の発振部、47は第1の移相部、48はLPF部、49はA/D変換部、50は直並列変換部、51はLPF部、52はA/D変換部、53, 54は乗算部、55はLPF部、56はA/D変換部、57は直並列変換部、58はLPF部、59はA/D変換部、60は偶数番キャリア用波形処理部、61は偶数番キャリア用FFT部、62は並直列変換部、63は奇数番キャリア用波形処理部、64は奇数番キャリア用FFT部、65は逆マッピング部である。

【0035】受信信号は、乗算部40および乗算部41に入力され、乗算部40において、周波数f2の第2の発振部42の出力と乗算されI'信号となり、乗算部41において、第2の移相部43により第2の発振部42の出力が-90度移相されたものと乗算され、Q'信号となる。このI'信号およびQ'信号は、図1で説明したOFDM変調器におけるI'信号およびQ'信号に対応するものである。I'信号は、乗算部44および乗算部45に入力され、乗算部44において、周波数f1の第1の発振部46の出力と乗算され、乗算部45において、第1の移相部47により第1の発振部46の出力が-90度移相されたものと乗算される。乗算部44の出力は、ローパスフィルタであるLPF部48、A/D変換部49を介してデジタル信号であるI信号となり、直並列変換部50に入力される。乗算部45の出力は、ローパスフィルタであるLPF部51、A/D変換部52を介してデジタル信号であるQ信号となり、直並列変換部50に入力される。このI信号およびQ信号は、図1で説明したOFDM複素偶数データの実数部および虚数部に対応し、直並列変換部50において、256ポイントの時間軸における並列形式の複素データに変換さ

れる。

【0036】一方、乗算部41の出力である Q' 信号は、乗算部53、54に入力され、乗算部53において、周波数 f_1 の第1の発振部46の出力と乗算され、乗算部54において、第1の移相部47により第1の発振部46の出力が -90 度移相されたものと乗算される。乗算部53の出力は、ローパスフィルタであるLPF部55、A/D変換部56を介してアナログ信号であるI信号となり、直並列変換部57に入力される。乗算部54の出力は、ローパスフィルタであるLPF部58、A/D変換部59を介してアナログ信号であるQ信号となり、直並列変換部57に入力される。このI信号およびQ信号は、図1で説明したOFDM複素奇数データの実数部および虚数部に対応する。直並列変換部57において、256ポイントの時間軸における並列形式の複素データに変換される。

【0037】直並列変換部50の出力である、256ポイントの時間軸における並列形式の複素データは、偶数番キャリア用波形処理部60に入力され、後述する波形処理がなされた後、偶数番キャリア用FFT処理部60において、256ポイントのFFT処理が施され周波数軸上の複素データへ変換され、同相軸(i)データと直交軸(q)データとからなる複素データの集合であるOFDM偶数シンボルとなる。周波数軸上に変換された複素データ Q_0, Q_2, \dots, Q_{198} は、並直列変換部62に入力される。一方、直並列変換部57の出力である、256ポイントの時間軸における並列形式の複素データは、奇数番キャリア用波形処理部63に入力され、後述する波形処理がなされた後、奇数番キャリア用FFT処理部64において、256ポイントのFFT処理が施され周波数軸上の複素データへ変換され、同相軸(i)データと直交軸(q)データとからなる複素データの集合であるOFDM奇数シンボルとなる。周波数軸上に変換された複素データ Q_1, Q_3, \dots, Q_{199} は、並直列変換部62に入力される。

【0038】並直列変換部62においてOFDM偶数シンボルとOFDM奇数シンボルとが一体化されOFDMシンボルを構成する直列形式の複素データ Q_k に変換され、マッピング部131において元の送信データと同じ受信データが得られる。

【0039】図4に示される本発明のOFDM復調器の動作の一例を、直交キャリアがQPSKでデジタル変調された場合について説明する。

【0040】図5は、OFDM偶数番直交キャリアの波形を説明する説明図である。図中、70はOFDMシンボル Q_{98}, Q_{100} の直交キャリアを表わす波形、71はQPSKシンボル Q_{96}, Q_{102} の直交キャリアを表わす波形、72はQPSKシンボル Q_{94}, Q_{104} の直交キャリアを表わす波形、73はQPSKシンボル Q_0, Q_{198} の直交キャリアを表わす波形である。

横軸は、時間であり1タイムスロット時間 T_s は、OFDMシンボル期間を表わし、縦軸は振幅レベルである。

【0041】QPSKシンボル Q_{98}, Q_{100} の直交キャリアを表わす波形70は、1タイムスロットのOFDMシンボル期間において2周期の波形であり、1タイムスロットの中心時点に対して前半と後半とで波形が同じである。同期間において、QPSKシンボル Q_{96}, Q_{102} の直交キャリアを表わす波形71は、4周期の波形であり、OFDMシンボル Q_{94}, Q_{104} の直交キャリアを表わす波形72は、6周期の波形であり、QPSKシンボル Q_0, Q_{198} の直交キャリア73を表わす波形112は、100周期の波形であり、いずれも、前半と後半で波形が同じである。

【0042】個々の偶数番直交キャリアがQPSK変調された波形は、1つのOFDMシンボル期間において、偶数番直交キャリアに対して所定の相対位相関係をほぼ維持するから、偶数番直交キャリアと同様に前半と後半とで波形が同じになる。そして、偶数番直交キャリアの時間軸上の複素データであるI信号とQ信号とは、複数の偶数番直交キャリアが個々にQPSK変調された時間軸波形の和であるOFDM複素偶数データの実数部と虚数部である。したがって、I信号とQ信号も、同様に、1つのOFDMシンボル期間において、前半と後半とで波形が同じになる。

【0043】図6は、OFDM奇数番直交直交キャリアの波形を説明する説明図である。図中、74はQPSKシンボル Q_{99}, Q_{101} の直交キャリアを表わす波形、75はQPSKシンボル Q_{97}, Q_{103} の直交キャリアを表わす波形、76はQPSKシンボル Q_{95}, Q_{105} の直交キャリアを表わす波形、77はQPSKシンボル Q_1, Q_{199} の直交キャリアを表わす波形である。横軸は、時間であり1タイムスロット時間 T_s であるOFDMシンボル期間を表わし、縦軸は振幅レベルである。

【0044】QPSKシンボル Q_{99}, Q_{101} の直交キャリアを表わす波形74は、1タイムスロットのOFDMシンボル期間において1周期の波形であり、1タイムスロットの中心時点に対して前半と後半とで波形の位相が反転する。同期間において、QPSKシンボル Q_{97}, Q_{103} の直交キャリアを表わす波形75は、3周期の波形であり、QPSKシンボル Q_{95}, Q_{105} の直交キャリアを表わす波形76は、5周期の波形であり、QPSKシンボル Q_1, Q_{199} の直交キャリアを表わす波形77は、109周期の波形であり、いずれも、1タイムスロットの中心時点に対して前半と後半で波形の位相が反転する。

【0045】個々の奇数番直交キャリアがQPSK変調された波形についても同様に、1つのOFDMシンボル期間において、奇数番直交キャリアに対して所定の相対位相関係をほぼ維持するから、奇数番直交キャリアと同

様に前半と後半とで波形の位相が反転している。そして、奇数番直交キャリアの時間軸上の複素データであるI信号とQ信号とは、複数の奇数番直交キャリアが個々にQPSK変調された時間軸上の波形の和であるOFDM複素奇数データの実数部と虚数部である。したがって、I信号とQ信号も、同様に、1つのOFDMシンボル期間において、前半と後半とで波形の位相が反転している。

【0046】直並列変換部50の出力は、偶数番直交キャリア用波形処理部60に入力され、OFDMシンボルにおけるQPSK変調された偶数番直交キャリアの時間軸上の複素データIとQの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間した波形にされる。一方、直並列変換部57の出力は、奇数番直交キャリア用波形処理部63に入力され、OFDMシンボルにおけるQPSK変調された奇数番直交キャリアの時間軸上の複素データIとQの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間した波形にされる。

【0047】偶数番直交キャリア用波形処理部60、奇数番直交キャリア用波形処理部63の出力は、それぞれ偶数番直交キャリア用FFT部61、奇数番直交キャリア用FFT部64に入力され、従来技術と同様に周波数軸上の同相軸(i)データと直交軸(q)データとからなる複素データの集合であるOFDM偶数シンボルおよびOFDM奇数シンボルとなる。そして、これらは、並直列変換部62に入力され、送信時と同じ順序の直列形式のQPSK複素データ列 Q_k となり、逆マッピング部65において、元の送信データが復元される。

【0048】なお、偶数番直交キャリア用波形処理部60、奇数番直交キャリア用波形処理部64の機能をそれぞれFFT部において実行してもよい。すなわち、複素データIとQの前半の波形を排除し、後半の波形を繰り返して前半にコピーしてから周波数軸上の複素データに変換する偶数番直交キャリア用のFFT処理部、複素データIとQの前半の波形を排除し、後半の波形をその極性を反転させてコピーしてから周波数軸上の複素データに変換する奇数番直交キャリア用のFFT処理部としてもよい。

【0049】このようにして、マルチパス妨害により1シンボル先行する有効シンボル期間から遅延して到達する波が含まれる期間である、1つのOFDMシンボル期間の先頭より50%の期間を除く残りの期間のみから復

調することが可能になる。

【0050】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明のOFDM変調器およびOFDM復調器によれば、マルチパス妨害を低減できるとともに、送信側においてガードインターバルが挿入されないから、周波数利用効率を高めることができる。各直交キャリアは完全な直交関係となるから、各変調された直交キャリア相互の干渉が少なくなるという効果を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のOFDM変調器の一実施例を説明する説明図である。

【図2】OFDM偶数シンボルが割り当てられる直交キャリアの配置を説明する説明図である。

【図3】OFDM奇数シンボルが割り当てられる直交キャリアの周波数軸上の配置を説明する説明図である。

【図4】本発明のOFDM復調器の一実施例を説明する説明図である。

【図5】OFDM偶数番直交キャリアの波形を説明する説明図である。

【図6】OFDM奇数番直交キャリアの波形を説明する説明図である。

【図7】従来のOFDM変調器を説明する説明図である。

【図8】QPSK変調方式のシンボルマッピングを説明する説明図である。

【図9】従来の直交キャリアの周波数軸上の配置を説明する説明図である。

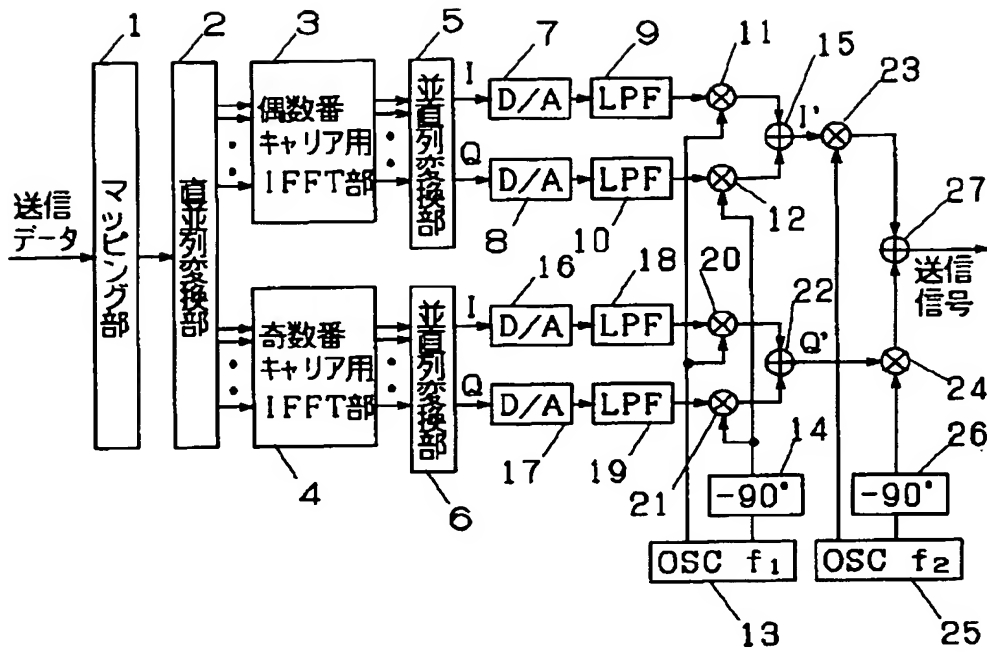
【図10】従来のガードインターバルを説明する説明図である。

【図11】従来のOFDM復調器を説明する説明図である。

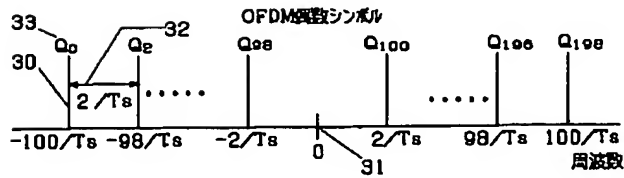
【符号の説明】

1…マッピング部、2…直並列変換部、3…偶数番キャリア用IFFT部、4…奇数番キャリア用IFFT部、5、6…並直列変換部、13…第1の発振部、14…第1の移相部、25…第2の発振部、26…第2の移相部、42…第2の発振部、43…第2の移相部、46…第1の発振部、47…第1の移相部、50、57…直並列変換部、61…偶数番キャリア用FFT部、62…並直列変換部、63…奇数番キャリア用波形処理部、64…奇数番キャリア用FFT部、65…逆マッピング部。

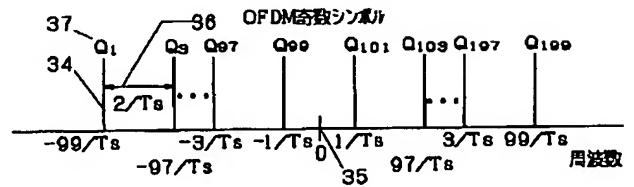
【図1】



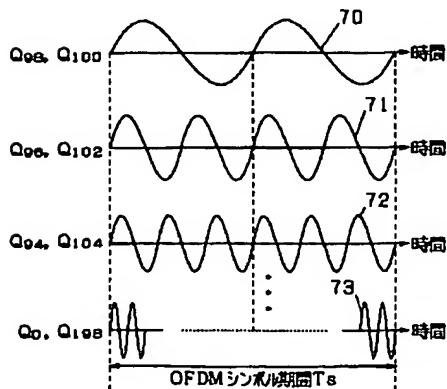
【図2】



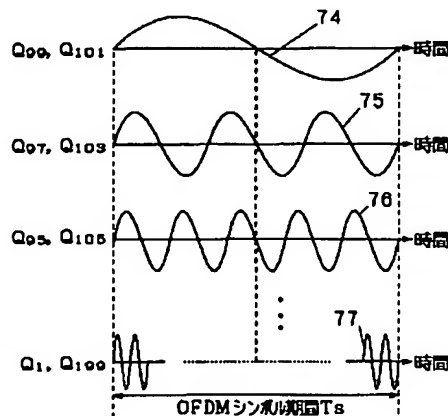
【図3】



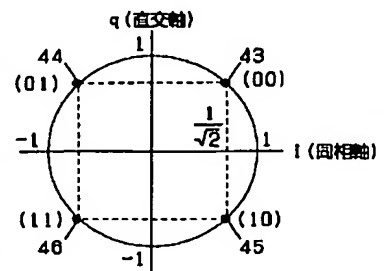
【図5】



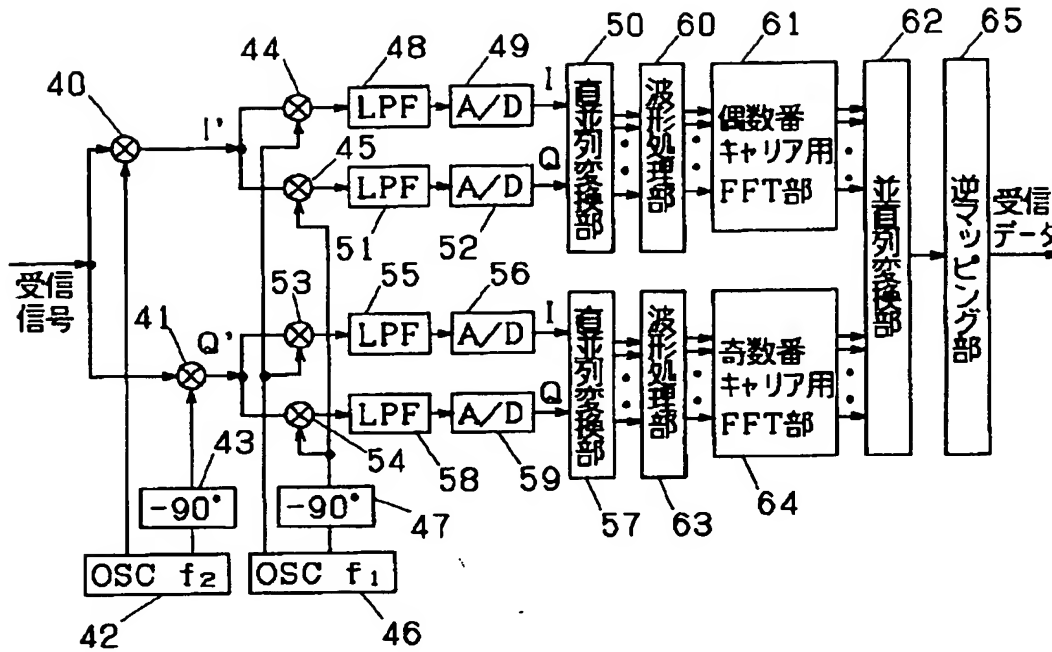
【図6】



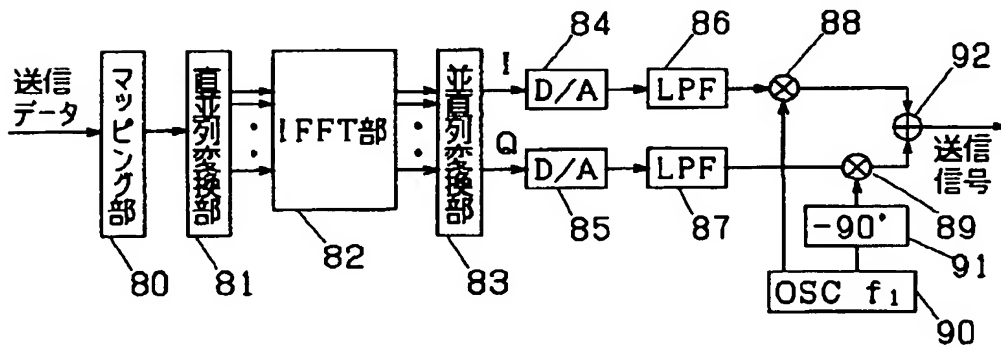
【図8】



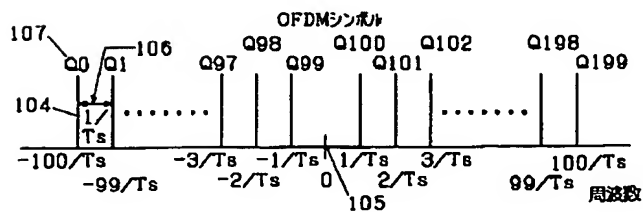
【図4】



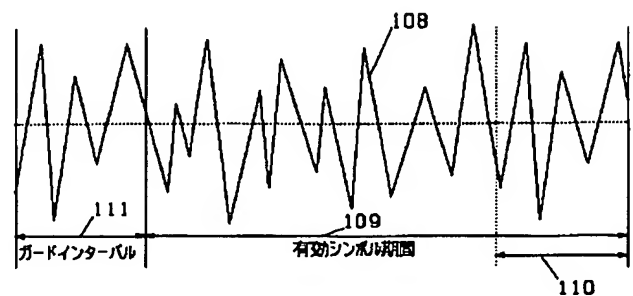
【図7】



【図9】



【図10】



【図11】

